

PCT

WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM  
Internationales Büro



INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE  
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

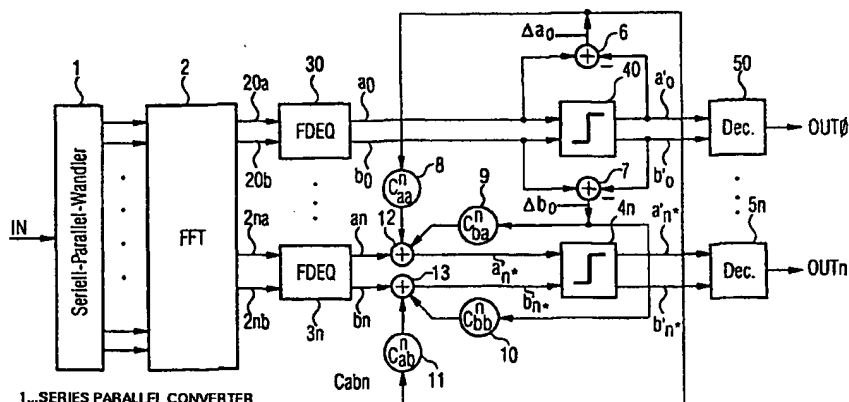
(51) Internationale Patentklassifikation <sup>7</sup> :  H04L 27/26, 25/03	A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/31937  (43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 2. Juni 2000 (02.06.00)
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE99/03656</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 17. November 1999 (17.11.99)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: 198 54 165.1 24. November 1998 (24.11.98) DE 199 01 465.5 15. Januar 1999 (15.01.99) DE</p> <p>(71) Anmelder: INFINEON TECHNOLOGIES AG. [DE/DE]; St.-Martin-Strasse 53, D-81541 München (DE).</p> <p>(72) Erfinder: SCHENK, Heinrich; Fatimastrasse 3, D-81476 München (DE). STRÄUSSNIGG, Dietmar; Kosmonhuber- strasse 4, A-9500 Villach (AT). SCHNEIDER, Stefan; Nr. 125, A-9941 Kartitsch (AT).</p> <p>(74) Anwalt: ZEDLITZ, Peter; Postfach 22 13 17, D-80503 München (DE).</p>		<p>(81) Bestimmungsstaaten: CN, JP, KR, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).</p> <p>Veröffentlicht <i>Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist; Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.</i></p>

(54) Title: METHOD FOR DISTURBANCE COMPENSATION OF A SIGNAL GENERATED BY DISCRETE MULTI-TONE-MODULATION AND CIRCUIT ARRANGEMENT FOR IMPLEMENTING SAID METHOD

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR KOMPENSATION VON STÖRUNGEN BEI EINEM MIT DISKRETER MULTI-TON-MODULATION ERZEUGTEN SIGNAL UND SCHALTUNGSANORDNUNG ZUR DURCHFÜHRUNG DES VERFAHRENS

(57) Abstract

The invention relates to a method for disturbance compensation of a signal generated by discrete multitone-modulation. The signal generated by discrete multitone-modulation is provided with a plurality of carrier frequencies and each carrier frequency is provided with a signal vector. A reference signal vector being a signal vector of the plurality of signal vectors generates an error signal vector. Said error signal vector is added to each remaining signal vector of the plurality of signal vectors in order to achieve disturbance compensation. A set of adjustable coefficients is allocated to each signal vector of the plurality of signal vectors other than the reference signal vector and is multiplied with said error signal vector before addition.



**(57) Zusammenfassung**

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal weist eine Vielzahl von Trägerfrequenzen auf und jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor auf. Aus einem Referenzsignalvektor, der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ist, wird ein Fehlersignalvektor erzeugt. Der Fehlersignalvektor wird zu jedem der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren zur Kompensation von Störungen addiert. Jedem der Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ausser dem Referenzsignalvektor ist ein Satz von einstellbaren Koeffizienten zugeordnet, mit dem der Fehlersignalvektor vor der Addition multipliziert wird.

**LEDIGLICH ZUR INFORMATION**

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidschan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland			TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	ML	Mali	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MN	Mongolei	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MR	Mauritanien	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MW	Malawi	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	MX	Mexiko	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NE	Niger	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NL	Niederlande	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NO	Norwegen	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	NZ	Neuseeland		
CM	Kamerun			PL	Polen		
CN	China	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CU	Kuba	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CZ	Tschechische Republik	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
DE	Deutschland	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Dänemark	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
EE	Estland	LR	Liberia	SG	Singapur		

## Beschreibung

Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal und Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 1 und ein Verfahren nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 9 und eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach dem Oberbegriff von Patentanspruch 6.

Die diskrete Multiton-Modulation (DMT) - auch Mehrträgermodulation - ist ein Modulationsverfahren, das sich insbesondere zur Übertragung von Daten über linear verzerrende Kanäle eignet. Gegenüber sogenannten Einträgerverfahren wie beispielsweise die Amplitudenmodulation, die nur eine Trägerfrequenz aufweist, werden bei der diskreten Multiton-Modulation eine Vielzahl von Trägerfrequenzen benutzt. Jede einzelne Trägerfrequenz wird in der Amplitude und Phase nach der Quadraturamplituden-Modulation (QAM) moduliert. Man erhält somit eine Vielzahl von QAM-modulierten Signalen. Pro Trägerfrequenz kann dabei eine bestimmte Anzahl an Bits übertragen werden.

Die diskrete Multiton-Modulation wird beispielsweise für den digitalen Rundfunk DAB (Digital Audio Broadcast) unter der Bezeichnung OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) und zur Übertragung von Daten über Telefonleitungen unter der Bezeichnung ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) eingesetzt.

Bei ADSL werden mithilfe eines DMT modulierten Signals Daten von einer Vermittlungsstelle an einen analog angeschlossenen Teilnehmer über das Telefonnetz übertragen. Dabei ist durch ETSI- und ANSI-Standards festgelegt, daß jede Trägerfrequenz

ungefähr 4 kHz Bandbreite aufweist und höchstens bis zu 15 Bit/s/Hz transportiert. Die tatsächliche Anzahl von Bits/s/Hz kann dabei bei jeder Trägerfrequenz unterschiedlich sein, wodurch die Datenrate und das Sendespektrum an den Übertragungskanal anpaßbar ist.

Ein DMT-Übertragungssystem weist einen Kodierer auf, der die Bits eines seriellen digitalen Datensignals, das übertragen werden soll, zu Blöcken zusammenfaßt. Jeweils einer bestimmte Anzahl von Bits in einem Block wird eine komplexe Zahl zugeordnet. Durch eine komplexe Zahl wird eine Trägerfrequenz  $f_i = i/T$  mit  $i = 1, 2, \dots, N/2$  der diskreten Multiton-Modulation dargestellt, wobei alle Trägerfrequenzen  $f_i$  äquidistant verteilt sind.  $T$  ist die Zeitdauer eines Blocks.

Durch eine inverse Fouriertransformation werden die durch Signalvektoren dargestellten Trägerfrequenzen in den Zeitbereich transformiert und stellen dort unmittelbar  $N$  Abtastwerte eines zu sendenden DMT-Signals dar. Um die schnelle inverse Fouriertransformation (IFFT = Inverse Fast Fourier Transformation) anwenden zu können, wird für  $N$  eine Zweierpotenz gewählt.

Nach der inversen schnellen Fouriertransformation wird ein Cyclic-Prefix durchgeführt, wobei die letzten  $M$  ( $M < N$ ) der Abtastwerte noch einmal an den Anfang eines Blockes gehängt werden. Dadurch wird einem Empfänger ein periodisches Signal vorgetäuscht, wenn der durch einen Übertragungskanal erzeugte Einschwingvorgang nach  $M$  Abtastwerten entsprechend einer Zeit  $T \cdot M/N$  abgeklungen ist. Der Entzerrungsaufwand im Empfänger läßt sich durch das Cyclic-Prefix stark reduzieren, da nach der Demodulation im Empfänger nur mit der inversen Übertragungsfunktion des Übertragungskanals multipliziert werden muß, um die linearen Verzerrungen des Übertragungskanals zu beseitigen. Dies benötigt für jede Trägerfrequenz eine komplexe bzw. vier reelle Multiplikationen.

Bei ADSL ist der Übertragungskanal eine Zweidrahtleitung (Kupferdoppelader). Die Zweidrahtleitung benötigt im Verhältnis zur Länge eines Blocks eine große Zeit für den Einschwingvorgang. Andererseits soll die durch den Cyclic-Prefix benötigte zusätzliche Übertragungskapazität möglichst gering sein.

Bei einer Blocklänge von  $N = 512$  ist bei ADSL ein Cyclic-Prefix von  $M = 32$  festgelegt. Jedoch ist nach  $M = 32$  Werten der Einschwingvorgang der Zweidrahtleitung noch nicht abgeklungen. Dadurch treten im Empfänger Störungen auf, die durch einen Frequenzbereichsentzerrer nicht beseitigt werden können.

Solche Störungen können im Empfänger mithilfe besonderer Signalverarbeitungsmaßnahmen reduziert werden.

Dazu wird ein Zeitbereichsentzerrer (TDEQ = Time domain Equalizer) einem Demodulator vorgeschaltet. Der Zeitbereichsentzerrer ist als ein digitales Transversalfilter, dessen Koeffizienten einstellbar sind, ausgeführt. Die Aufgabe des Zeitbereichsentzerrers ist eine Verkürzung des Einschwingvorgangs des Übertragungskanals. Demnach muß die Anzahl der Impulsantwortwerte des digitalen Transversalfilters möglichst kleiner den  $M$  Abtastwerten des Cyclic-Prefix sein. Der Entwurf solcher Zeitbereichsentzerrer ist Al-Dhahir, N., Cioffi, J.M., "Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers", IEEE Trans.on Comm., Vol.44, No.1, Jan.1996 zu entnehmen. Nachteilig ist jedoch der hohe zusätzliche Schaltungsaufwand für den Zeitbereichsentzerrer bedingt durch die hohe Anzahl an Koeffizienten (zwischen 20 bis 40 Koeffizienten), die das als Zeitbereichsentzerrer eingesetzte digitale Transversalfilter aufweist. Ein weiterer Nachteil solcher Zeitbereichsentzerrer ist der hohe Rechenaufwand, der bei ei-

ner Filterlänge von 20 bis 40 Koeffizienten ungefähr 50 bis 100 Millionen Multiplikationen pro Sekunde beträgt und einen entsprechend hohen Schaltungsaufwand bedingt. Zusätzlich muß zur Adaption des digitalen Transversalfilters jeder Koeffizient eingestellt werden.

Das der Erfindung zugrundeliegende technische Problem liegt daher darin, ein ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal und eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens anzugeben, die einen geringeren schaltungstechnischen Aufwand als Zeitbereichsentzerrer erfordern und als einfacher und schneller Algorithmus bzw. als einfache Schaltung auszuführen sind.

Dieses Problem wird durch ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal mit den Merkmalen von Patentanspruch 1 oder durch ein Verfahren mit den Merkmalen von Patentanspruch 9 und durch eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens mit den Merkmalen von Patentanspruch 6 gelöst. Vorteilhaftige Ausgestaltungen ergeben sich aus den jeweiligen Unteransprüchen.

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal weist eine Vielzahl von Trägerfrequenzen auf und jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor auf. Aus einem Referenzsignalvektor, der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ist, wird ein Fehlersignalvektor erzeugt. Der Fehlersignalvektor wird zu jedem der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren zur Kompensation von Störungen addiert. Jedem der Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren außer dem Referenzsignalvektor ist ein Satz von

einstellbaren Koeffizienten zugeordnet, mit dem der Fehlersignalvektor vor der Addition multipliziert wird. Vorteilhafterweise wird in einem einfachen Schritt des Verfahrens das Fehlersignal berechnet und in einem weiteren einfachen  
5 Schritt zu den übrigen Trägerfrequenzen addiert. Aufgrund der Abhängigkeit von Störungen jeder einzelnen Trägerfrequenz voneinander, genügt die Berechnung des Fehlersignals aus einer Trägerfrequenz. Das Verfahren ist im Gegensatz zu einer Zeitbereichsentzerrung als Algorithmus sehr einfach ausführ-  
10 bar.

Die einstellbaren Koeffizienten werden besonders bevorzugt entsprechend den Übertragungsbedingungen der Trägerfrequenz, die den den einstellbaren Koeffizienten zugeordneten Signal-  
15 vektor aufweist, angepaßt. Vorteilhafterweise wird durch diese Anpassung der Koeffizienten eine bessere Unterdrückung von Störungen, die im Signalvektor enthalten sein können, erreicht.

20 In einer bevorzugten Ausführungsform werden die einstellbaren Koeffizienten mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung eingestellt.

In einer besonders bevorzugten Ausführungsform werden die  
25 einstellbaren Koeffizienten mit dem Mean-Square-Error-Algorithmus eingestellt.

Der Referenzsignalvektor wird bevorzugt in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor abgebildet und der wertdiskrete Referenzsignalvektor wird von dem Referenzsignalvektor zur Er-  
30 zeugung des Fehlersignalvektors subtrahiert.

Weiterhin betrifft die Erfindung eine Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-  
35 Modulation erzeugten Signal, wobei das mit Diskreter Multi-

ton-Modulation erzeugte Signal im Frequenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor aufweist. Ein Referenzsignalvektor wird einer ersten Entscheiderschaltung zugeführt, die den Referenzsignalvektor in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor abbildet. Eine Subtrahiererschaltung subtrahiert zur Bildung eines Fehlersignalvektors den Referenzsignalvektor und den wertdiskreten Referenzsignalvektor voneinander. Der Fehlersignalvektor wird einer Vielzahl von Addierern zugeführt, die den Fehlersignalvektor zu jedem übrigen Signalvektor außer zu dem Referenzsignalvektor addieren. Jeder der Vielzahl von Addierern sind Multipliziererschaltungen vorgeschaltet, die den ersten Fehlersignalvektor mit einstellbaren Koeffizienten multiplizieren.

Die einstellbaren Koeffizienten sind bevorzugt durch eine Stellgröße einstellbar.

Für die Stellgröße wird besonders bevorzugt eine Zweierpotenz gewählt, wodurch sich die Einstellung der einstellbaren Koeffizienten durch ein einfaches Schieberegister durchführen läßt.

Die Erfindung betrifft auch ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei aus dem Fehlersignalvektor Störungen der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren näherungsweise berechnet werden, und die berechneten Störungen von dem jeweiligen Signalvektor der Vielzahl der Signalvektoren zur Kompensation von Störungen subtrahiert werden. Vorteilhafterweise ist dabei keine adaptive Einstellung von Koeffizienten notwendig. Damit können auch keine Konvergenzprobleme während der Adaption auftreten.



Weitere Vorteile, Merkmale und Anwendungsmöglichkeiten der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen in Verbindung mit der Zeichnung. In der Zeichnung zeigt

5

Fig.1 ein erstes Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal;

10 Fig.2 ein Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Bildung der Gewichtungskoeffizienten des Fehlersignals; und

Fig.3 ein Diagramm mit dem Signal-Rausch-Verhältnis am Eingang der Entscheider; und

15

Fig.4 ein zweites Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal;

20 Figur 1 zeigt ein Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Ein Seriell-Parallel-Wandler 1 empfängt digitale Abtastwerte eines mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signals IN. Der Seriell-Parallel-Wandler  
25 1 bildet aus den zugeführten digitalen Abtastwerten Blöcke, wobei ein Block eine Vielzahl von N parallelen Signalen aufweist, die einem Demodulator 2 zugeführt werden. Dabei sollte N eine Zweierpotenz sein.

30 Der Demodulator 2 ist ein schneller Fourier-Transformator, der die Vielzahl von N zugeführten parallelen Signalen im Zeitbereich in eine Vielzahl von n Trägerfrequenzen  $f_0 - f_n$  im Frequenzbereich umsetzt, wobei jede Trägerfrequenz bei der Diskreten Multiton-Modulation mit der Quadratur-Amplituden-

Modulation (QAM) moduliert wird. Jede Trägerfrequenz weist einen Signalvektor  $20a$ ,  $20b$  bis  $2na$ ,  $2nb$  auf.

Beispielsweise werden bei ADSL (Asymmetric Digital Subscriber  
5 Line) von 256 Trägerfrequenzen, die jeweils 4,3125 kHz Frequenzabstand aufweisen, die Trägerfrequenzen 7 bis 250 entsprechend einem Frequenzspektrum von 30,1875 kHz bis 1078,125 kHz für die Signalübertragung genutzt.

10 Jeder Signalvektor weist zwei Elemente auf, die einen Realteil und einen Imaginärteil einer komplexen Zahl darstellen. Der Betrag und die Phase der komplexen Zahl entsprechen der Trägerfrequenz (Frequenzkanal, Kanal) mit QAM aufmodulierten Signal.

15 Entsprechend der Vielzahl von Signalvektoren bzw. Trägerfrequenzen sind  $n$  Frequenzbereichsentzerrer 30, ...,  $3n$  (FDEQ = Frequency Division Equalizer) zur Entzerrung der Signalvektoren  $20a$ ,  $20b$  bis  $2na$ ,  $2nb$  vorgesehen. Ein Frequenzbereichs-  
20 entzerrer dient zur Kanalentzerrung eines Signalvektors. Dazu ist jeder Frequenzbereichsentzerrer an die für eine Trägerfrequenz spezifische Übertragungscharakteristik des Übertragungskanals anpaßbar. Am Ausgang jedes Frequenzbereichsentzerrers 30, ...,  $3n$  liegt jeweils ein entzerrter Signalvektor  
25  $a_0$ ,  $b_0$  bzw.  $a_n$ ,  $b_n$  an.

Jedem Frequenzbereichsentzerrer 30, ...,  $3n$  ist jeweils eine Entscheiderschaltung 40 bzw.  $4n$  nachgeschaltet. Eine Entscheiderschaltung entscheidet, welcher Signalzustand im Signalzustandsraum der mit QAM modulierten Trägerfrequenzen ein-  
30 nem zugeführter Signalvektor zugeordnet wird. Ein Signalzustand entspricht einem wertdiskreten Signalvektor, der eine wertdiskrete Amplitude und eine wertdiskrete Phase aufweist. Entscheidend für eine korrekte Zuordnung eines Signalvektors

zu einem wertdiskreten Signalvektor ist ein durch die Übertragung möglichst wenig gestörter Signalvektor.

Jeder Entscheiderschaltung 40, ..., 4n ist jeweils eine Dekoderschaltung 50 bzw. 5n nachgeschaltet. Eine Dekoderschaltung dekodiert aus einem zugeführten wertdiskreten Signalvektor die im Signalvektor enthaltenen binären Signale  $OUT_0$  bis  $OUT_n$ .

Ein beliebiger Signalvektor  $a_0, b_0$  wird als Referenzsignalvektor benutzt. Der Referenzsignalvektor wird von der ersten Entscheiderschaltung 40 in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor  $a_0', b_0'$  umgesetzt. Der Referenzsignalvektor wird zur Korrektur aller übrigen Signalvektoren verwendet. Dies ist aufgrund der Abhängigkeit der einzelnen Signalvektoren untereinander möglich.

Aus dem Referenzsignalvektor wird ein Fehlersignalvektor erzeugt, der zur Korrektur aller anderen Signalvektoren benutzt wird. Der Realteil  $a_0$  und der wertdiskrete Realteil  $a_0'$  des Referenzsignalvektors werden dazu einer ersten Subtrahierschaltung 6 zugeführt und voneinander subtrahiert. Am Ausgang der ersten Subtrahierschaltung 6 liegt ein Realteil  $\Delta a_0$  einer komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor  $\Delta a_0, \Delta b_0$  enthaltene Fehlersignal darstellt. Der Imaginärteil  $b_0$  und der wertdiskrete Imaginärteil  $b_0'$  des Referenzsignalvektors werden entsprechend den Realteilen einer zweiten Subtrahierschaltung 7 zugeführt. Am Ausgang der zweiten Subtrahierschaltung 7 liegt ein Imaginärteil  $\Delta b_0$  der komplexen Zahl an, die das im Fehlersignalvektor  $\Delta a_0, \Delta b_0$  enthaltene Fehlersignal darstellt.

Die Formel zur Bildung der Elemente des Fehlersignalvektors aus den Elementen des Referenzsignalvektors lautet:

$$\Delta a_0 = a_0 - a'_0 \quad \text{und} \quad \Delta b_0 = b_0 - b'_0$$

Der Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  wird an den zu korrierenden  
5 Signalvektor angepaßt und zu dem Signalvektor, der einem zu  
korrigierenden Kanal entspricht, zur Korrektur addiert.

Dieses Verfahren wird im folgenden am Beispiel eines beliebigen  
Kanal, der einem Signalvektor  $a_n$ ,  $b_n$  entspricht, be-  
10 schrieben. Verfahrensmäßig wird jeder Kanal außer dem Kanal,  
der den Referenzsignalvektor aufweist, korrigiert.

Der Realteil  $\Delta a_0$  des Fehlersignalvektors wird einer ersten  
Multipliziererschaltung 8 und parallel einer zweiten Multi-  
15 pliziererschaltung 11 zugeführt. Die erste Multiplizierer-  
schaltung 8 multipliziert den Realteil  $\Delta a_0$  des Fehlersignal-  
vektors mit einem ersten Koeffizienten  $C_{aa}^n$ . Die zweite Multi-  
pliziererschaltung 11 multipliziert den Realteil  $\Delta a_0$  des  
Fehlersignalvektors mit einem zweiten Koeffizienten  $C_{ab}^n$ .

20 Der Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors wird einer  
dritten Multipliziererschaltung 9 und parallel einer vierten  
Multipliziererschaltung 10 zugeführt. Die dritte Multiplizie-  
rerschaltung 9 multipliziert den Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Feh-  
25 lersignalvektors mit einem dritten Koeffizienten  $C_{ba}^n$ . Die  
vierte Multipliziererschaltung 10 multipliziert den Imaginär-  
teil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors mit einem vierten Koeffizi-  
enten  $C_{bb}^n$ .

30 Das Ausgangssignal der ersten Multipliziererschaltung 8 und  
der dritten Multipliziererschaltung 9 wird einer ersten Ad-  
diererschaltung 12 zugeführt. Ein Realteil  $a_n$  des Signalvek-  
tors, der am Ausgang eines Frequenzbereichsentzerrers  $3n$  an-  
liegt, wird ebenfalls der ersten Addiererschaltung 12 zuge-

führt. Die erste Addiererschaltung addiert die drei zugeführten Signale zu einem fehlerkorrigierten Realteil  $a_n$  des Signalvektores.

- 5 Das Ausgangssignal der zweiten Multipliziererschaltung und der vierten Multipliziererschaltung werden einer zweiten Addiererschaltung 13 zugeführt. Der zweiten Addiererschaltung 13 wird weiterhin ein Imaginärteil  $b_n$  des Signalvektors, der am Ausgang des zweiten Frequenzbereichsentzerrers 3n anliegt, 10 zugeführt. Am Ausgang der zweiten Addiererschaltung 13, die die drei zugeführten Signale addiert, liegt ein fehlerkorrigierter Imaginärteil  $b_n$  des Signalvektores an.

- Das vorher beschriebene Verfahren läßt sich durch die folgenden Formeln ausdrücken: 15

$$a_n = a_n + C_{aa}^n \cdot \Delta a_0 + C_{ba}^n \cdot \Delta b_0$$

$$b_n = b_n + C_{ab}^n \cdot \Delta a_0 + C_{bb}^n \cdot \Delta b_0$$

- 20 Der fehlerkorrigierte Realteil  $a_n$  und der fehlerkorrigierte Imaginärteil  $b_n$  des Signalvektors werden einer zweiten Entscheiderschaltung 4n zugeführt, die den fehlerkorrigierten Realteil  $a_n$  und den fehlerkorrigierten Imaginärteil  $b_n$  in einen wertdiskreten Realteil  $a_n'$  bzw. in einen wertdiskreten 25 Imaginärteil  $b_n'$  eines wertdiskreten Signalvektors  $a_n'$ ,  $b_n'$  umsetzt.

- Der wertdiskrete Signalvektor  $a_n'$ ,  $b_n'$  wird einer zweiten Decoderschaltung 5n zugeführt. Die zweite Decoderschaltung 5n 30 dekodiert aus dem zugeführten Signalvektor Signale.

Für jeden Signalvektor außer dem Referenzsignalvektor wird bei diesem Verfahren der Fehlersignalvektor entsprechend dem

zu korrigierenden Kanal gewichtet und zu dem den Kanal repräsentierenden Signalvektor addiert.

Die Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  zur Gewichtung des Fehlersignalvektors können mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung wie beispielsweise dem Mean-Square-Error-Algorithmus (MSE-Algorithmus) schrittweise eingestellt werden (k bezeichnet dabei einen diskreten Zeitpunkt):

10

$$\begin{aligned} C_{aa}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_0(k) \cdot \Delta a_n(k) \\ C_{bb}^n(k) &= C_{bb}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_0(k) \cdot \Delta b_n(k) \\ C_{ab}^n(k) &= C_{ab}^n(k-1) - g \cdot \Delta a_0(k) \cdot \Delta b_n(k) \\ C_{ba}^n(k) &= C_{ba}^n(k-1) - g \cdot \Delta b_0(k) \cdot \Delta a_n(k) \end{aligned} \quad (1)$$

15

Zur Berechnung der Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  entsprechend den Formeln (1) wird sowohl der Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  des Referenzsignalvektors als auch ein Fehlersignalvektor  $\Delta a_n$ ,  $\Delta b_n$  des zu korrigierenden n-ten Kanals benötigt. Der Fehlersignalvektor  $\Delta a_n$ ,  $\Delta b_n$  des zu korrigierenden n-ten Kanals wird dabei entsprechend dem Fehlersignalvektor des Referenzkanals gebildet.

20

25

30

Wenn ein Signalvektor nur im unteren Frequenzbereich entstört werden soll, reicht ein vereinfachter Algorithmus mit symmetrischen Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  aus. Dies kann beispielsweise bei einem Einsatz eines dem Demodulator 2 und dem Seriell-Parallel-Wandler 1 vorgeschalteten Zeitbereichsentzerrers der Fall sein. Die Anforderungen an den Zeitbereichsentzerrer sind dann geringere als die Anforderungen an einen Zeitbereichsentzerrer ohne Störkompensation. Die Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  berechnen sich in diesem Fall wie folgt:

$$\begin{aligned} C_{bb}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) \\ C_{ba}^n(k) &= -C_{ab}^n(k-1) \end{aligned} \quad (2a)$$

Vorteilhafterweise verringert sich durch die Symmetrie der Gewichtungskoeffizienten der benötigte Speicherplatz zur  
5 Speicherung der Gewichtungskoeffizienten.

In diesem Fall lautet der Algorithmus zur Einstellung wie folgt:

$$\begin{aligned} C_{aa}^n(k) &= C_{aa}^n(k-1) - g \cdot (\Delta a_0(k) \cdot \Delta a_n(k) + \Delta b_0(k) \cdot \Delta b_n(k)) \\ C_{ab}^n(k) &= C_{ab}^n(k-1) - g \cdot (\Delta a_0(k) \cdot \Delta b_n(k) - \Delta b_0(k) \cdot \Delta a_n(k)) \end{aligned} \quad (2b)$$

Die in Figur 2 abgebildeten Schaltungsanordnungen berechnen die Gewichtungskoeffizienten  $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{ab}^n$  und  $C_{bb}^n$  nach dem MSE-Algorithmus entsprechend den Formeln (1).

15 Jede der Schaltungsanordnungen weist einen ersten Multiplizierer 100 auf, der den Realteil  $\Delta a_0$  bzw. den Imaginärteil  $\Delta b_0$  des Fehlersignalvektors des Referenzkanals mit dem Realteil  $\Delta a_n$  bzw. dem Imaginärteil  $\Delta b_n$  des aus dem zu korrigierenden Kanal gebildeten Fehlersignalvektors multipliziert.  
20

Ein dem ersten Multiplizierer 100 nachgeschalteter zweiter Multiplizierer 101 multipliziert das Ergebnis des ersten Multiplizierers 100 mit einer Stellgröße  $g$ , die in einem Schaltungsblock 102 gebildet wird.  
25

Die Stellgröße  $g$  wird zur Vereinfachung der Multiplikation als Zweierpotenz  $2^{-p}$  gewählt. Dadurch kann für den zweiten Multiplikator 101 ein einfaches Schieberegister verwendet  
30 werden.

Eine weitere Vereinfachung kann dadurch erreicht werden, daß für den Realteil  $\Delta a_i$  und den Imaginärteil  $\Delta b_i$  eines Fehlersignalvektors lediglich das Vorzeichen benutzt wird (dies gilt auch für den vereinfachten Algorithmus nach den Formeln (2b)). Somit reduziert sich die erste Multiplikation 100 auf eine Einbit-Operation.

Das Ausgangssignal des zweiten Multiplikators 101 wird dem negativen Eingang eines Komparators 103 zugeführt, dessen Ausgang auf den positiven Eingang über ein Verzögerungsglied 104 rückgekoppelt ist.

Figur 3 zeigt das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR = Signal-To-Noise-Ratio) für verschiedene Verfahren zur Kompensation von Störungen am Eingang jeder Entscheiderschaltung 40, ..., 4n. Ohne Zeitbereichsentzerrer und Störunterdrückung wird ein SNR von -40 bis -20 dB über einen Frequenzbereich bis ca. 1,1 MHz erreicht. Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren zur Kompensation von Störungen (= Störunterdrücker) wird ein SNR von -70 bis ca. -45 dB erreicht, was eine Verbesserung um durchschnittlich 25 bis 30 dB entspricht. Mit einem Zeitbereichsentzerrer, der 32 Koeffizienten aufweist und vor den Demodulator 2 geschaltet ist, wird ein SNR von -70 bis ca. -50 dB erreicht.

Figur 4 zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel der Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal. Dabei sind alle Elemente, die gleich den Elementen des ersten Ausführungsbeispiels sind, auch mit den gleichen Bezugszeichen versehen.

Im folgenden werden nur die Unterschiede zwischen dem ersten und zweiten Ausführungsbeispiel beschrieben.



Der Fehlersignalvektor  $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$  des Referenzsignalvektors wird einer Vorrichtung 200 zugeführt, die den Fehlersignalvektor an die zu korrigierenden Kanäle anpaßt.

- 5 Dazu werden zuerst aus dem Fehlersignalvektor Parameter für den Fehlerfrequenzgang berechnet, die dann zur Korrektur der anderen Kanäle verwendet werden.

10 Wird die Schaltungsanordnung als ein System 2.Ordnung betrachtet, läßt sich der Frequenzgang der Störungen bzw. des Fehlers pro Kanal nach den Frequenzgangentzerrern mit der folgenden Gleichung berechnen:

$$Fehler_n = (c_1 + c_2 \cdot z_n) \cdot \frac{FEQ_n}{FEQ\_mod_n}$$

15

n Kanalindex

Fehler<sub>n</sub> Fehler des n-ten Kanals

$z_n = e^{j\omega_n T_a}$  mit  $T_a$  als Abtastzeit (z.B. bei ADSL 2,208 MHz)

20  $FEQ_n$  Koeffizienten des Frequenzbereichsentzerrers des n-ten Kanals

$FEQ\_mod_n$  Koeffizienten eines modifizierten Frequenzbereichsentzerrers des n-ten Kanals, wobei  $FEQ_n$  mittels inverser Fouriertransformation in den Frequenzbereich transformiert wird und dabei der Teil der Impulsantwort, der innerhalb des Cyclic-Prefix liegt, "abgeschnitten" wird

25

- 30 Die Parameter  $c_1$  und  $c_2$  können aus dem Referenzkanal - z.B. der 0-te Kanal - mit obiger Gleichung berechnet werden:

$$Fehler_0 = (c_1 + c_2 \cdot z_0) \cdot \frac{FEQ_0}{FEQ\_mod_0}$$

Da diese Gleichung komplex ist, ergibt sich zwei Gleichungen  
- eine reelle und eine imaginäre Gleichung - zur Berechnung  
5 der zwei unbekannten Parameter  $c_1$  und  $c_2$ . Damit kann für je-  
den weiteren Kanal der Fehlerfrequenzgang analytisch berech-  
net und zur Korrektur des jeweiligen Kanals benutzt werden.  
Vorteilhafterweise ist bei diesem Verfahren keine Anpassung  
von Koeffizienten während einer Übertragung notwendig. Ledig-  
10 lich einmal müssen aus dem Referenzkanal die Parameter  $c_1$  und  
 $c_2$  und damit die Fehlerfrequenzgänge der weiteren Kanäle be-  
rechnet werden. Damit können aufgrund der eingesparten Anpas-  
sungszeit auch keine Konvergenzprobleme auftreten.

15 Nach der Berechnung der Parameter  $c_1$  und  $c_2$  und des Fehlerfre-  
quenzganges jedes Kanals wird der Fehlersignalvektor in der  
Vorrichtung 200 entweder mit  $1/FEQ\_mod$ , wenn vor den Fre-  
quenzbereichsentzerrern korrigiert wird, oder mit  
 $FEQ/FEQ\_mod$ , wenn nach den Frequenzbereichsentzerrern korri-  
20 giert wird, modifiziert.

Anschließend wird der so angepaßte Fehlersignalvektor zur  
Störkompensation zu dem n-ten Kanal mit den Addierschaltungen  
201 und 202 addiert.

## Patentansprüche

1. Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß
- aus einem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ), der ein Signalvektor aus der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_0, b_0$  bis  $a_n, b_n$ ) ist, ein Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) erzeugt wird,
  - der Fehlersignalvektor zu jedem der übrigen Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_n, b_n$ ) zur Kompensation von Störungen addiert (12, 13) wird, und
  - jedem der Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_1, b_1$  bis  $a_n, b_n$ ) außer dem Referenzsignalvektor ( $a_0, b_0$ ) ein Satz von einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) zugeordnet ist, mit dem der Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0, \Delta b_0$ ) vor der Addition (12, 13) multipliziert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) entsprechend den Übertragungsbedingungen der Trägerfrequenz, die den einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) zugeordneten Signalvektor ( $a_n, b_n$ ) aufweist, angepaßt werden.
3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n, C_{ba}^n, C_{bb}^n, C_{ab}^n$ ) mit einem iterativen Algorithmus zur Fehlerminimierung eingestellt werden.
4. Verfahren nach Anspruch 3,

dadurch gekennzeichnet, daß  
die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{bb}^n$ ,  $C_{ab}^n$ ) mit dem  
Mean-Square-Error-Algorithmus eingestellt werden.

- 5 5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet, daß  
der Referenzsignalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$ ) in einen wertdiskreten Re-  
ferenzsignalvektor ( $a_0'$ ,  $b_0'$ ) abgebildet wird und der wert-  
diskrete Referenzsignalvektor ( $a_0'$ ,  $b_0'$ ) von dem Referenzsi-  
10 gnalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$ ) zur Erzeugung des Fehlersignalvektors  
( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) subtrahiert (6, 7) wird.
6. Schaltungsanordnung zur Kompensation von Störungen bei ei-  
nem mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei  
15 das mit Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal im Fre-  
quenzbereich eine Vielzahl von Trägerfrequenzen aufweist und  
wobei jede Trägerfrequenz einen Signalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$  bis  $a_n$ ,  
 $b_n$ ) aufweist,  
dadurch gekennzeichnet, daß
- 20 - ein Referenzsignalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$ ) einer ersten Entscheider-  
schaltung (40) zugeführt wird, die den Referenzsignalvektor  
( $a_0$ ,  $b_0$ ) in einen wertdiskreten Referenzsignalvektor ( $a_0'$ ,  
 $b_0'$ ) abbildet,  
- eine Subtrahiererschaltung (6, 7) zur Bildung eines Fehler-  
25 signalvektors ( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) den Referenzsignalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$ ) und  
den wertdiskreten Referenzsignalvektor ( $a_0'$ ,  $b_0'$ ) voneinander  
subtrahiert,  
- der Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) einer Vielzahl von Addie-  
rern (12, 13) zugeführt wird, die den Fehlersignalvektor  
30 ( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) zu jedem übrigen Signalvektoren ( $a_n$ ,  $b_n$ ) außer zu  
dem Referenzsignalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$ ) addieren, und  
- jeden der Vielzahl von Addierern (12, 13) Multiplizierer-  
schaltungen (8, 9, 10, 11) vorgeschaltet sind, die den Feh-

lersignalvektor ( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) mit einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{bb}^n$ ,  $C_{ab}^n$ ) multiplizieren.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6,  
5 dadurch gekennzeichnet, daß  
die einstellbaren Koeffizienten ( $C_{aa}^n$ ,  $C_{ba}^n$ ,  $C_{bb}^n$ ,  $C_{ab}^n$ ) durch  
eine Stellgröße (102) einstellbar sind.
8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7,  
10 dadurch gekennzeichnet, daß  
für die Stellgröße (102) eine Zweierpotenz gewählt wird.
9. Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einem mit  
Diskreter Multiton-Modulation erzeugten Signal, wobei das mit  
15 Diskreter Multiton-Modulation erzeugte Signal eine Vielzahl  
von Trägerfrequenzen aufweist und wobei jede Trägerfrequenz  
einen Signalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$  bis  $a_n$ ,  $b_n$ ) aufweist,  
dadurch gekennzeichnet, daß
- aus einem Referenzsignalvektor ( $a_0$ ,  $b_0$ ), der ein Signalvek-  
20 tor aus der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_0$ ,  $b_0$  bis  $a_n$ ,  $b_n$ )  
ist, ein Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) erzeugt wird,
  - aus dem Fehlersignalvektor ( $\Delta a_0$ ,  $\Delta b_0$ ) Störungen der übrigen  
Signalvektoren der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_n$ ,  $b_n$ ) näherungsweise berechnet werden, und
  - 25 - die berechneten Störungen von dem jeweiligen Signalvektor  
der Vielzahl der Signalvektoren ( $a_n$ ,  $b_n$ ) zur Kompensation von  
Störungen subtrahiert (12, 13) werden.

1/4

FIG 1

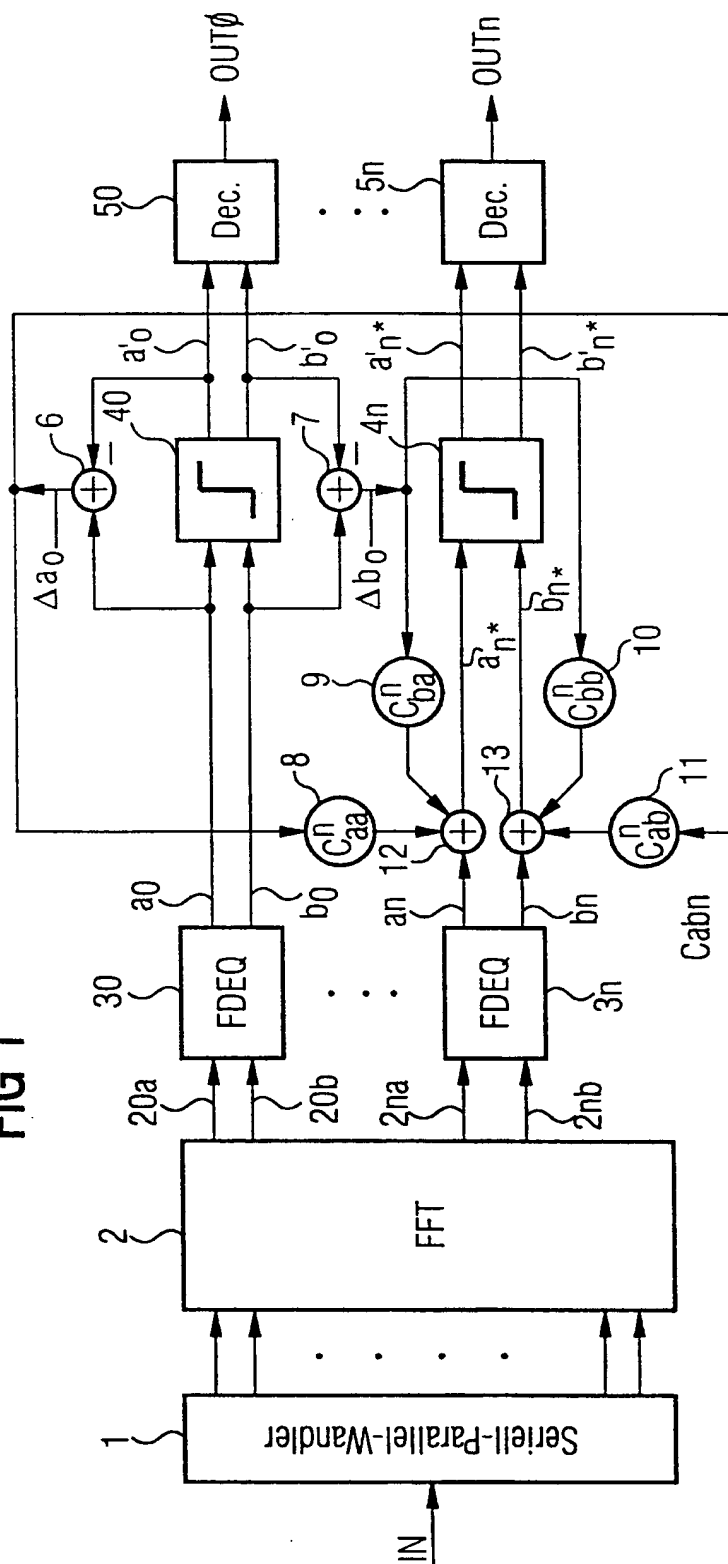
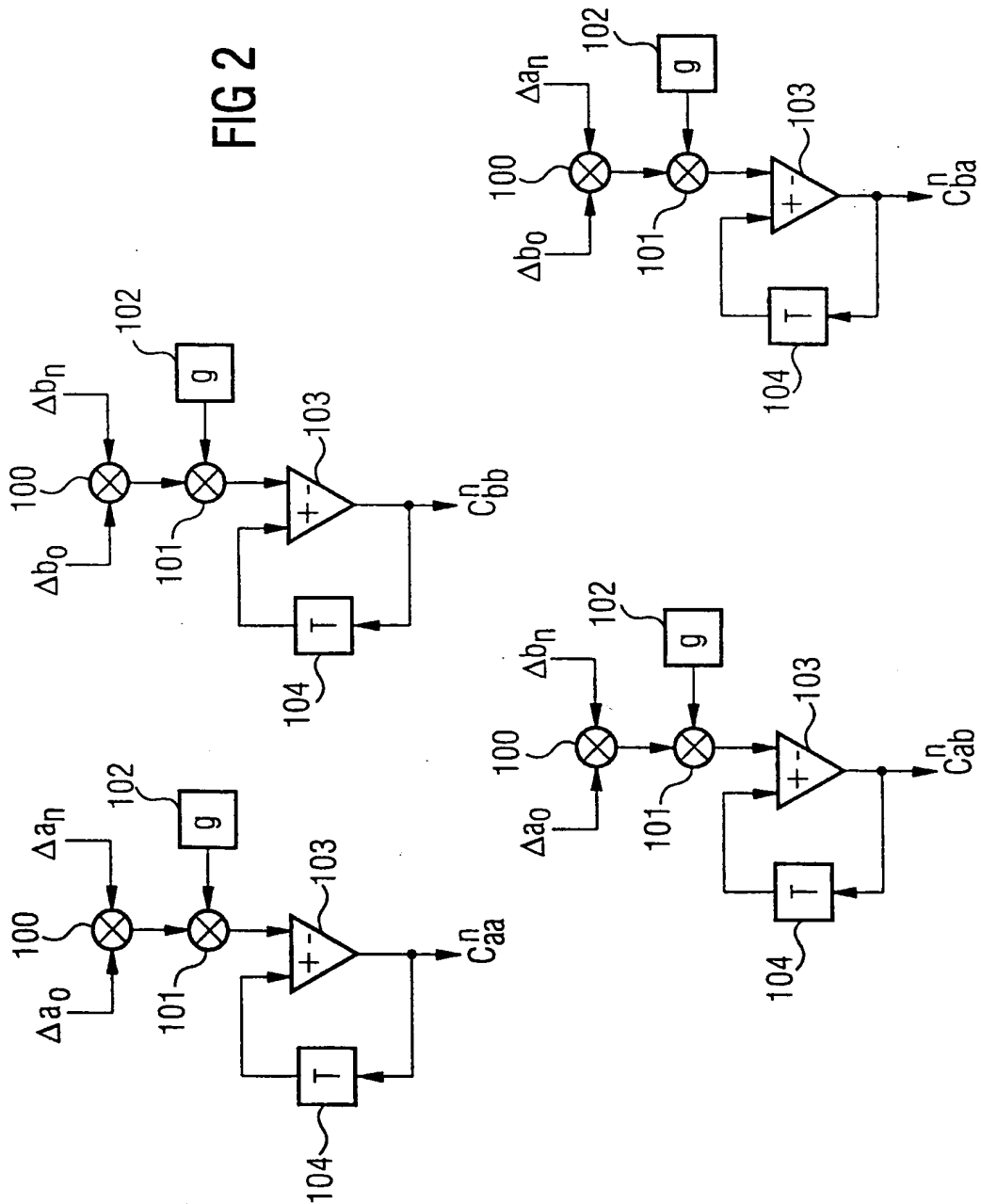
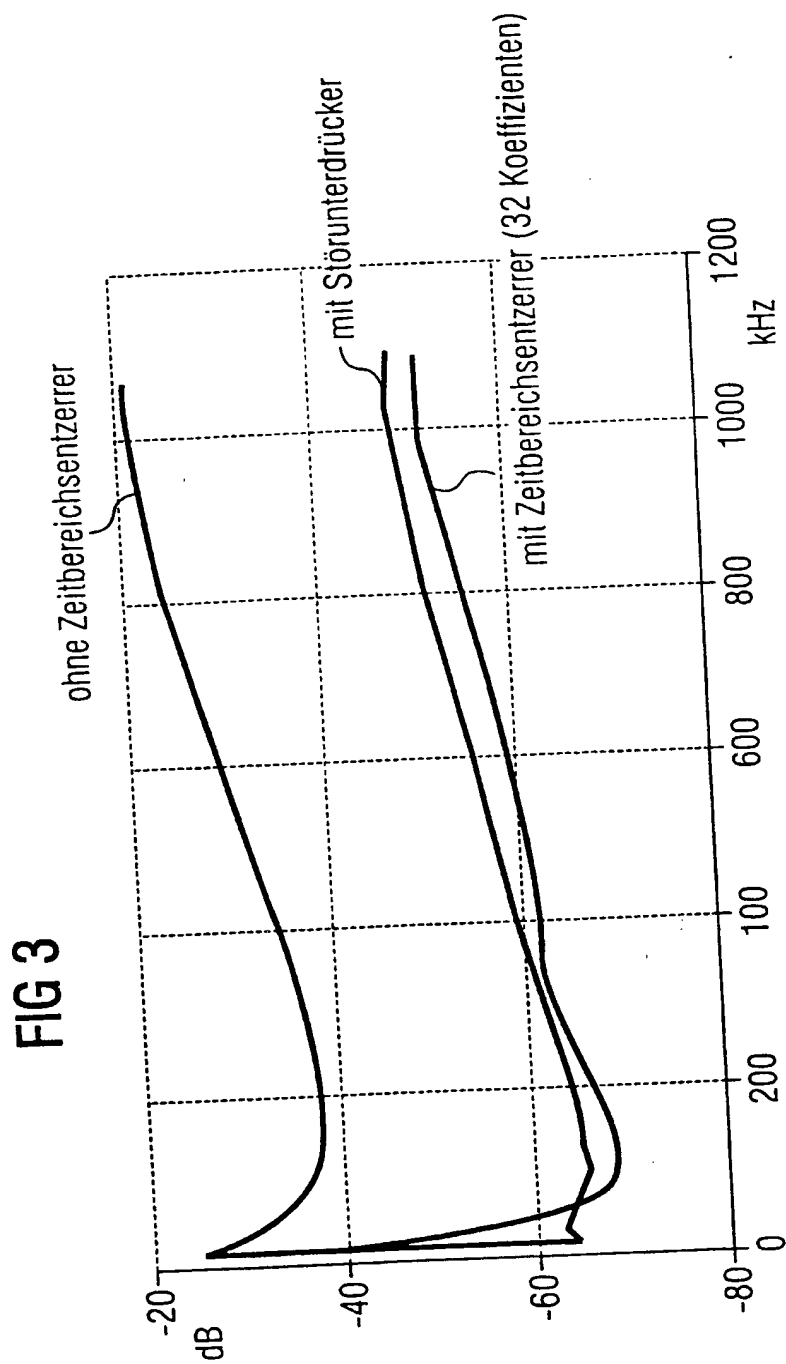


FIG 2



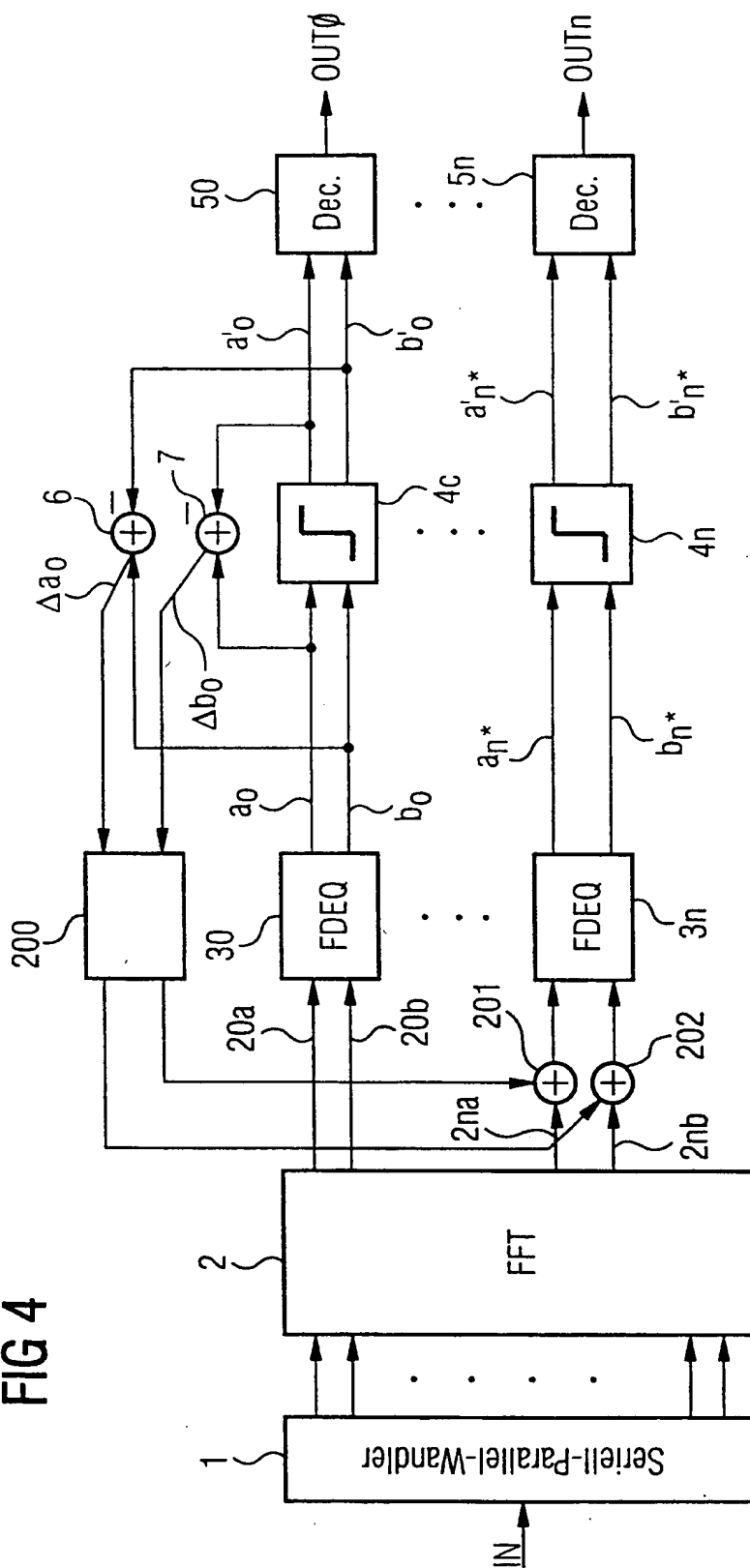
3/4





4/4

FIG 4



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/DE 99/03656

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 H04L27/26 H04L25/03

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>RINNE J: "AN EQUALIZATION METHOD USING PRELIMINARY DECISIONS FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS IN CHANNELS WITH FREQUENCY SELECTIVE FADING" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, IEEE, vol. 3, 28 April 1996 (1996-04-28), pages 1579-1583, XP000595797 New York, VSA ISBN: 0-7803-3158-3 Chapter III</p> <p style="text-align: center;">--- -/--</p>	1-9

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

14 March 2000

Date of mailing of the international search report

22/03/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Orozco Roura, C

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int'l. Application No  
PCT/DE 99/03656

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>RINNE J ET AL: "EQUALIZATION OF ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SIGNALS" PROCEEDINGS OF THE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), IEEE, vol. 1, 28 November 1994 (1994-11-28), pages 415-419, XP000488584 New York, VSA ISBN: 0-7803-1821-8 Chapter 3.1</p>	1-9
A	<p>--- RINNE J ET AL: "AN IMPROVED EQUALIZING SCHEME FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS FOR TIME-VARIANT CHANNELS" IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), vol. 2, 14 November 1995 (1995-11-14), pages 879-883, XP000622920 New York, VSA ISBN: 0-7803-2510-9 Chapter III.A</p>	1-9
A	<p>--- WO 98 10545 A (TELIA AB) 12 March 1998 (1998-03-12) page 49, line 27 -page 50, line 11</p>	1-9
A	<p>--- VITERBO E ET AL: "HOW TO COMBAT LONG ECHOES IN OFDM TRANSMISSION SCHEMES: SUB-CHANNEL EQUALIZATION OR MORE POWERFUL CHANNEL CODING" IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), vol. 3, 14 November 1995 (1995-11-14), pages 2069-2074, XP000633651 New York, VSA ISBN: 0-7803-2510-9 Chapter 4.1</p> <p style="text-align: center;">-----</p>	1-9

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

information on patent family members

International Application No

PCT/DE 99/03656

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9810545 A	12-03-1998	SE 506634 C	26-01-1998
		EP 0923821 A	23-06-1999
		NO 990767 A	30-04-1999
		SE 9603187 A	25-11-1997
-----			

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03656

**A. KLASIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
IPK 7 H04L27/26 H04L25/03

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchiertes Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>RINNE J: "AN EQUALIZATION METHOD USING PRELIMINARY DECISIONS FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS IN CHANNELS WITH FREQUENCY SELECTIVE FADING" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, IEEE, Bd. 3, 28. April 1996 (1996-04-28), Seiten 1579-1583, XP000595797 New York, VSA ISBN: 0-7803-3158-3 Kapitel III</p> <p style="text-align: center;">--- -/--</p>	1-9

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

14. März 2000

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

22/03/2000

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Orozco Roura, C

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Inter: Jnales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03656

## C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>RINNE J ET AL: "EQUALIZATION OF ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SIGNALS"</p> <p>PROCEEDINGS OF THE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), IEEE,</p> <p>Bd. 1, 28. November 1994 (1994-11-28), Seiten 415-419, XP000488584 New York, VSA ISBN: 0-7803-1821-8 Kapitel 3.1</p> <p>----</p>	1-9
A	<p>RINNE J ET AL: "AN IMPROVED EQUALIZING SCHEME FOR OTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEMS FOR TIME-VARIANT CHANNELS"</p> <p>IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM),</p> <p>Bd. 2, 14. November 1995 (1995-11-14), Seiten 879-883, XP000622920 New York, VSA ISBN: 0-7803-2510-9 Kapitel III.A</p> <p>----</p>	1-9
A	<p>WO 98 10545 A (TELIA AB)</p> <p>12. März 1998 (1998-03-12) Seite 49, Zeile 27 -Seite 50, Zeile 11</p> <p>----</p>	1-9
A	<p>VITERBO E ET AL: "HOW TO COMBAT LONG ECHOES IN OFDM TRANSMISSION SCHEMES: SUB-CHANNELEQUALIZATION OR MORE POWERFUL CHANNEL CODING"</p> <p>IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM),</p> <p>Bd. 3, 14. November 1995 (1995-11-14), Seiten 2069-2074, XP000633651 New York, VSA ISBN: 0-7803-2510-9 Kapitel 4.1</p> <p>-----</p>	1-9

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03656

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO 9810545 A	12-03-1998	SE 506634 C	26-01-1998
		EP 0923821 A	23-06-1999
		NO 990767 A	30-04-1999
		SE 9603187 A	25-11-1997
<hr/>			